



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日                      2 0 0 4 年    2 月 2 3 日  
Date of Application:

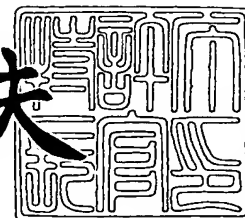
出 願 番 号                      特 願 2 0 0 4 - 0 4 6 7 4 4  
Application Number:  
[ST. 10/C]:                      [ J P 2 0 0 4 - 0 4 6 7 4 4 ]

出      願      人                      富 士 通 株 式 会 社  
Applicant(s):

2 0 0 4 年    3 月 1 7 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号    出証特 2 0 0 4 - 3 0 2 1 6 3 8

【書類名】 特許願  
【整理番号】 0450059  
【提出日】 平成16年 2月23日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 G02B 25/08  
B81B 7/02

【発明者】  
【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社  
内  
【氏名】 山端 徹次

【発明者】  
【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社  
内  
【氏名】 森 和行

【特許出願人】  
【識別番号】 000005223  
【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】  
【識別番号】 100092978  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 真田 有  
【電話番号】 0422-21-4222

【先の出願に基づく優先権主張】  
【出願番号】 特願2003-134527  
【出願日】 平成15年 5月13日

【国等の委託研究の成果に係る記載事項】 平成14年度、通信・放送機構、「光バーストスイッチングを用いたフォトニックネットワーク技術の研究開発」委託研究、産業再生法第30条の適用を受ける特許出願

【手数料の表示】  
【予納台帳番号】 007696  
【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】  
【物件名】 特許請求の範囲 1  
【物件名】 明細書 1  
【物件名】 図面 1  
【物件名】 要約書 1  
【包括委任状番号】 9704824

**【書類名】 特許請求の範囲****【請求項 1】**

ティルトミラーの傾斜角を制御する制御装置であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、

該制御信号生成部により生成された制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタと、

該デジタルフィルタにより該共振周波数成分を除去した該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償する平方根演算部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

**【請求項 2】**

該制御信号生成部が、

該パラメータとして該目標傾斜角と該ティルトミラーの駆動特性情報とを入力するパラメータ入力部と、

該パラメータ入力部により入力された該目標傾斜角と該駆動特性情報とに基づいて該制御信号を演算により求める演算部とをそなえて構成されたことを特徴とする、請求項 1 記載のティルトミラーの制御装置。

**【請求項 3】**

ティルトミラーの傾斜角を制御する制御方法であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、

該制御信号から該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分をデジタルフィルタにより除去した後、

該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償することを特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

**【請求項 4】**

静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御装置であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、

該制御信号生成部により得られた該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成する非線形性補償演算部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

**【請求項 5】**

静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御方法であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、

該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成することを特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

**【請求項 6】**

静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御装置であって、

該ティルトミラーの傾斜角を制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、

該制御信号生成部により得られた該制御信号の冒頭部分のパルス波形を制御して補償するパルス波形補償部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

**【請求項 7】**

ティルトミラーの傾斜角を制御する制御方法であって、  
該ティルトミラーの傾斜角を制御するための制御信号を生成し、  
該制御信号の冒頭部分のパルス波形を制御して補償することを特徴とする、ティルトミ  
ラーの制御方法。

【書類名】明細書

【発明の名称】ティルトミラーの制御装置及び制御方法

【技術分野】

【0001】

本発明は、高速・大容量のWDMシステムにおける光クロスコネクタ装置や、光アド／ドロップ装置、光ルータ装置等に用いられるティルトミラーの制御装置及び制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

図13は従来の光ティルトミラーとしての静電駆動型ティルトミラーの構成を示す模式的斜視図で、この図13に示す静電駆動型ティルトミラーは、トーションバー101を軸心に回動可能なティルトミラー102と、このティルトミラー102の下部に配置された電極（下部電極）103、104とをそなえて構成され、下部電極103、104の印加電圧を可変してティルトミラー102に与えられる静電引力を可変することにより、ティルトミラー102の傾斜角を可変できるようになっている。なお、この静電駆動型ティルトミラーは、MEMS（Micro Electro Mechanical Systems）技術により微小構造で実現される。

【0003】

光ミラースイッチは、このような静電駆動型ティルトミラーを入力光ファイバ及び出力光ファイバの本数に応じた数だけアレイ状に配列し、任意の入力光ファイバと出力光ファイバとの間の光路をティルトミラー102の傾斜角を可変することにより変更できるように構成される。

ところで、上記のような静電駆動型ティルトミラーの制御においては、静電容量の非線形性が問題となる。静電引力は、静電エネルギーを回転角で偏微分した値に比例しており、そのトルクは次式（1）で与えられる。

【0004】

【数1】

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \left( \frac{1}{2} C V^2 \right) = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \theta} V^2 \quad \dots (1)$$

【0005】

静電容量の非線形性は、電極構造の改良・動作範囲の限定などにより抑圧できるが、電圧自乗項の大きな非線形性は制御を困難にしていた。そのため、従来はフィードバック制御を行ったり、電圧に対し演算増幅器とダイオード等を組み合わせた平方根演算装置を用いたりするなどの方法で、制御の高速化が行なわれている。

平方根演算装置としては、例えば図14に示すような下記特許文献1に記載された構成がある。この図14に示す平方根演算装置は、非線形特性をもつ静電形アクチュエータ（下記特許文献1の第1図及び第2図参照）をフィードバック制御する制御装置に適用されるもので、ダイオードD<sub>1</sub>、抵抗R<sub>1</sub>及びオペアンプ100aをそなえて成る対数演算回路100と、オペアンプ110aをそなえて成る1/2倍回路110と、ダイオードD<sub>2</sub>、抵抗R<sub>2</sub>及びオペアンプ120aをそなえて成る指数回路120とをそなえて構成されており、ダイオードD<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>の電流電圧特性が指数関数的であることを利用して、 $y = \exp(0.5 \times \ln(x)) = \sqrt{x}$ となる演算を行なうようになっている。

【0006】

また、下記特許文献2には、静電形の加速度センサのセンサ部（可動部）の位置を静電引力により零位置にフィードバック制御する技術が開示されており、フィードバック制御における非線形性の回避・低減を目的としている。具体的には、上記可動部とそれを挟む各電極との間の静電容量の差に応じて得られる差分信号を基に前記電極による静電引力をマイクロプロセッサによりフィードバック制御し、このマイクロプロセッサにおいて上記差分信号のデジタルフィルタリング（ノイズ除去及び周波数帯域制限）、増幅及び平方

根演算を行なうことが記載されている。

【0007】

なお、ティルトミラーに関する技術として、他に下記特許文献4及び5により提案されている技術もある。また、空間光変調器に関する技術として、下記特許文献3により提案されている技術がある。

【特許文献1】特開平2-241380号公報（第2頁右上欄第19行～第3頁右上欄第4行、第5図）

【特許文献2】米国特許第5,277,053号明細書（第4欄第10行～第45行、図1）

【特許文献3】特開平09-101467号公報

【特許文献4】特開平10-142529号公報

【特許文献5】特開平09-159937号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかしながら、上述した従来技術では、次のような課題がある。即ち、まず、上記特許文献1,2のいずれもフィードバックによる制御を行なっているが、制御対象がMEMSによるティルトミラー（以下、MEMSミラーという）の場合、微小構造のためミラー角度検出器を組み込むことが困難である。特に、光ミラースイッチを構成する場合には、多数のMEMSミラーが必要になるので、MEMSミラーごとに角度検出器を必要とするのは、実用的にもコスト的にも不利である。また、たとえフィードバック制御を適用できて、自然減衰よりも目標角度への収束が早くても、電圧の理想特性からのズレが大きいと目標角度への収束時間は長くなる。

【0009】

さらに、上記特許文献1の平方根演算装置を適用する場合、ダイオードの電流電圧特性は次式(2)により表され、厳密には指数関数ではない。

【0010】

【数2】

$$I = I_a \left\{ \exp \left( \frac{qV}{kT} \right) - 1 \right\} \quad \cdots (2)$$

【0011】

特に、電圧0V（ボルト）付近ではずれが生じるため、オフセットを調整するなどの補正を施す必要がある。また、ダイオードの電流電圧特性は温度の影響を受けやすい上、個々の部品のばらつきを考慮に入れると、複数の制御対象について個々に調整が必要となる。

また、平方根演算を適用した場合でも、静電容量のミラー回転角に対する非線形性（静電容量Cをミラー回転角θで偏微分（角度微分）した値の角度依存性）の影響は補償できず、ミラーの残留振動を抑制する効果が十分とはいえない。

【0012】

なお、上記特許文献3～5により提案されている技術は、いずれも、上記のようなティルトミラーの制御を特徴とした技術ではなく、ミラー自体の構造や空間変調器の構成に特徴ある技術であり、上記のような課題を解決することは不可能である。

本発明は、以上のような課題に鑑み創案されたもので、ティルトミラーの傾斜角制御を、静電容量のミラー回転角に対する非線形性を補償しながら高速且つ高安定に行なえるようにすることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0013】

上記の目的を達成するために、本発明のティルトミラーの制御装置（請求項1）は、次のものをそなえたことを特徴としている。

(1)ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの

傾斜角を該目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部

(2)該制御信号生成部により生成された制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタ

(3)該デジタルフィルタにより該共振周波数成分を除去した該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償する平方根演算部

ここで、上記の制御信号生成部は、該パラメータとして該目標傾斜角と該ティルトミラーの駆動特性情報とを入力するパラメータ入力部と、このパラメータ入力部により入力された該目標傾斜角と該駆動特性情報とに基づいて該制御信号を演算により求める演算部とをそなえて構成してもよい（請求項2）。

#### 【0014】

また、本発明のティルトミラーの制御方法（請求項3）は、ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、その制御信号から該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分をデジタルフィルタにより除去した後、該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償することを特徴としている。

#### 【0015】

さらに、本発明のティルトミラーの制御装置（請求項4）は、静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御するものであって、該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、該制御信号生成部により得られた該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成する非線形性補償演算部とをそなえたことを特徴としている。

#### 【0016】

また、本発明のティルトミラーの制御方法（請求項5）は、静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する方法であって、該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成することを特徴としている。

#### 【0017】

さらに、本発明のティルトミラーの制御装置（請求項6）は、静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御装置であって、該ティルトミラーの傾斜角を制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、該制御信号生成部により得られた該制御信号の冒頭部分のパルス波形を制御して補償するパルス波形補償部とをそなえたことを特徴としている。

#### 【0018】

また、本発明のティルトミラーの制御方法（請求項7）は、ティルトミラーの傾斜角を制御するための制御信号を生成し、該制御信号の冒頭部分のパルス波形を制御して補償することを特徴としている。

#### 【発明の効果】

#### 【0019】

上記の本発明によれば、制御対象のティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を取り除いた制御信号に、デジタル的に平方根演算処理を加えることで、ティルトミラー回転角の制御信号（フィードフォワード制御）に対する非線形性を補償するので、高速で安定したミラー制御が可能である。特に、フィルタ及び平方根演算部をデジタル化しているので、目標傾斜角、ティルトミラーの駆動特性情報等の制御パラメータが容易に制御可能であり、小型化・安定制御が可能である。

#### 【0020】

また、本発明によれば、静電引力で傾斜角が制御されるティルトミラーの制御信号について、静電容量のミラー傾斜角に対する非線形性を補償するテーブル演算処理（電圧近似演算）を施すことで、擬似的にティルトミラーの線形制御が可能となるので、ティルトミラーの残留振動を十分に抑制した、小規模で高速且つ安定な角度応答を実現するミラー制御が可能である。

#### 【0021】

さらに、本発明によれば、ティルトミラーの制御信号の冒頭部分のパルス波形を制御することにより当該冒頭部分のパルス波形の波形歪みを補償することができるので、制御開始直後から高速且つ安定な角度応答を実現するミラー制御が可能である。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

#### 【0022】

以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。

#### 〔A〕第1実施形態の説明

図1は本発明の第1実施形態としてのティルトミラーの制御装置の構成を示すブロック図で、この図1に示す制御装置は、例えば図13により前述したティルトミラー102の傾斜角を制御するもので、本実施形態では、角度入力部1、ミラー駆動特性メモリ2、電圧演算部3、デジタルフィルタ4、平方根演算部5、デジタル／アナログ変換器（DAC: Digital to Analog Converter）6及びスイッチ7をそなえて構成されている。なお、103及び104はそれぞれティルトミラー102の回転軸（トーションバー）101（図13参照）の下部に対称に配置された電極（プラス側電極及びマイナス側電極）を示す。

#### 【0023】

ここで、角度入力部1は、ティルトミラー102の目標傾斜角をパラメータとして入力するものであり、ミラー駆動特性メモリ2は、ティルトミラー102の機械的な特性〔駆動特性（例えば、後述する回転能率 $\alpha$ 等）〕に関する情報（以下、駆動特性情報という）を制御パラメータとして制御対象のティルトミラー102ごとに予め保持しておくもので、この駆動特性情報に基づいて個々のティルトミラー102の目標傾斜角に対して必要な制御電圧値の補正が電圧演算部3において行なわれるようになっている。なお、目標傾斜角に対する補正後の制御電圧値を予めミラー駆動特性メモリ2に格納しておくこともできる。

#### 【0024】

また、電圧演算部3は、角度入力部1から入力されたパラメータ（目標傾斜角）と、ミラー駆動特性メモリ2から読み出されるパラメータ（駆動特性情報）とに基づいて、上記下部電極103、104に印加すべき駆動電圧（パルス電圧）を制御信号として生成するものである。

つまり、これらの角度入力部1、ミラー駆動特性メモリ2及び電圧演算部3は、ティルトミラー102の目標傾斜角を決定するパラメータに基づいてティルトミラー102の傾斜角を目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部としての機能を果たし、角度入力部1及びミラー駆動特性メモリ2は、上記パラメータとして目標傾斜角とティルトミラー102の駆動特性情報とを入力するパラメータ入力部としての機能を果たすのである。

#### 【0025】

さらに、デジタルフィルタ4は、上記電圧演算部3により得られた制御電圧値に現われるティルトミラー102の角度応答の共振周波数成分を除去するためのものである。なお、そのフィルタ特性については後述する。また、平方根演算部5は、デジタルフィルタ4の出力について平方根演算をデジタルにより施して上記駆動電圧の非線形性を補償するものである。

#### 【0026】

DAC6は、この平方根演算部5の出力（デジタル値）をアナログ値に変換するものであり、スイッチ7は、上記駆動電圧のアナログ値の正負によっていずれかの電極103

又は 1 0 4 に選択的に駆動電圧値を与えるための切り替えスイッチで、例えば、駆動電圧が正の場合には電極 1 0 3、負の場合には電極 1 0 4 が選択される。

以下、上述のごとく構成された本実施形態の制御装置の動作について詳述する。

【0 0 2 7】

まず、テイルトミラー 1 0 2（以下、単に「ミラー 1 0 2」と略記することがある）の動作をシミュレートするために、ミラー 1 0 2 の動作モデルを決定する。即ち、回転体の運動方程式は、次式 (A-1) のように表される。

【0 0 2 8】

【数 3】

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} + c \frac{d\theta}{dt} + k\theta = N(t) \quad \cdots(A-1)$$

【0 0 2 9】

ここで、 $\theta$  はミラー傾斜角(rad)、 $I$  は慣性モーメント( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )、 $c$  は減衰係数( $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$ )、 $k$  はばね定数( $\text{N} \cdot \text{m} / \text{rad}$ )、 $N(t)$  はミラーに印加される外部印加トルク( $\text{N} \cdot \text{m}$ )をそれぞれ表す。

そして、プラス側電極 1 0 3 とマイナス側電極 1 0 4 を図 2 に示すように定義する。なお、ミラー 1 0 2 は紙面水平方向にもう 1 つ回転軸をもつが、互いに独立であるものとして、以下では片方の軸のみ扱う。

【0 0 3 0】

各電極 1 0 3、1 0 4 とミラー 1 0 2 との間の静電容量を  $C_+$ 、 $C_-$  と表し、各電極 1 0 3、1 0 4 に印加される駆動電圧を  $V_+$ 、 $V_-$  と表すとする。このとき、ミラー 1 0 2 に印加される静電トルク  $N_s$  は、全静電エネルギーをミラー角度で偏微分した値、即ち、次式 (A-2) により表される。

【0 0 3 1】

【数 4】

$$N_s = \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \frac{1}{2} C_+ V_+^2 + \frac{1}{2} C_- V_-^2 \right) \quad \cdots(A-2)$$

【0 0 3 2】

ここで、ミラー 1 0 2 は軸を中心に対称なため、各静電容量の間には、次式 (A-3) に示す関係が成立する ( $=C(\theta)$  とする)。

【0 0 3 3】

【数 5】

$$C_+(\theta) = C_-(-\theta) \quad \cdots(A-3)$$

【0 0 3 4】

また、所望のトルクを得るためにはどちらか一方の電極 1 0 3 又は 1 0 4 に駆動電圧を印加すればよいので、以下の式 (A-4)、式 (A-5) で表される媒介電圧  $V_d$  を定義し、制御変数を 1 つ削減する (以降、単に駆動電圧という場合は  $V_d$  を指すものとする)。

【0 0 3 5】

【数 6】

$$V_+ = \begin{cases} V_d & (V_d \geq 0) \\ 0 & (V_d < 0) \end{cases} \quad \cdots(A-4)$$

$$V_- = \begin{cases} 0 & (V_d \geq 0) \\ -V_d & (V_d < 0) \end{cases} \quad \cdots(A-5)$$

【0 0 3 6】

したがって、上記の式(A-2)は次式(A-6)に示すように表現できる。

【0037】

【数7】

$$\begin{aligned} N_s &= \frac{1}{2} \frac{\partial C(\theta)}{\partial \theta} V_+^2 - \frac{1}{2} \frac{\partial C(-\theta)}{\partial \theta} V_-^2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{\partial C(\theta \cdot \text{sign}(V_d))}{\partial \theta} V_d^2 \cdot \text{sign}(V_d) \end{aligned} \quad \cdots (A-6)$$

【0038】

ここに、sign関数は符号関数であり、次式(A-7)で定義される。

【0039】

【数8】

$$\text{sign}(V) = \begin{cases} \frac{V}{|V|} & V \neq 0 \\ 0 & V = 0 \end{cases} \quad \cdots (A-7)$$

【0040】

特に、静電容量が傾斜角に対し線形、即ち、

【0041】

【数9】

$$C(\theta) \approx a\theta + b$$

【0042】

となる領域では、静電トルクNsを次式(A-8)のように簡略化できる。

【0043】

【数10】

$$N_s = \frac{1}{2} a V_d^2 \cdot \text{sign}(V_d) = \frac{1}{2} a V_d |V_d| \quad \cdots (A-8)$$

【0044】

最終的に、ミラーの運動方程式は次式(A-9)のようになる。

【0045】

【数11】

$$I \frac{d^2 \theta}{dt^2} + c \frac{d\theta}{dt} + k\theta = \frac{1}{2} a V_d |V_d| \quad \cdots (A-9)$$

【0046】

さて、ここで、ティルトミラー102のねじれバネ定数をkとし、回転能率 $\alpha$ を次式(A-10)のように定義する(この $\alpha$ が前記のミラー駆動特性メモリ2にミラー102ごとに格納される)。

【0047】

【数12】

$$\alpha = \frac{1}{k} \times \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \theta} \quad \cdots (A-10)$$

【0048】

MEMSミラーの場合、動作範囲(傾斜角範囲)は狭いため、静電容量は角度に対しほぼ線形、即ち、上記式(A-10)における $\alpha$ は定数とみなせることが多い。

この時、安定時における傾斜角 $\alpha$ は次式(A-11)で表される。

【0049】

【数 13】

$$\theta = \alpha V^2 \quad \cdots(A-11)$$

【0050】

次に、具体的な動作を説明する。傾斜角を  $\theta_0$  から  $\theta_1$  に切り替えるとき、電圧演算部 3 の出力  $V_{step}(t)$  は次式 (A-12) で表される。

【0051】

【数 14】

$$V_{step}(t) = \frac{1}{V_r} \times \frac{1}{\alpha} \{ \theta_0 + (\theta_1 - \theta_0) \times step(t) \} \quad \cdots(A-12)$$

【0052】

ここに、 $step(t)$  は単位ステップ関数であり、 $V_r$  は電圧の次元をもつ任意の定数であるものとする。今、デジタルフィルタ 4 の特性が  $T(s)$  で表されるとき、フィルタ通過後の出力電圧  $V_f(t)$  は、次式 (A-13) で表される。

【0053】

【数 15】

$$V_f(t) = \frac{1}{V_r} \times \frac{1}{\alpha} \left\{ \theta_0 + (\theta_1 - \theta_0) \times L^{-1} \left( \frac{T(s)}{s} \right) \right\} \quad \cdots(A-13)$$

【0054】

なお、この式 (A-13) において、 $L^{-1}$  はラプラス逆変換を表す。

平方根演算部 5 では、デジタルフィルタ 4 からの入力電圧  $V_f(t)$  に対し、次式 (A-14) で表される電圧  $V_{sr}(t)$  を出力する。

【0055】

【数 16】

$$V_{sr}(t) = \sqrt{V_r \cdot V_f(t)} \quad \cdots(A-14)$$

【0056】

このとき、ミラー 102 に印加されるトルク  $N(t)$  は、

【0057】

【数 17】

$$N(t) = \frac{1}{\alpha} \left\{ \theta_0 + (\theta_1 - \theta_0) \times L^{-1} \left( \frac{T(s)}{s} \right) \right\} \quad \cdots(A-15)$$

【0058】

となる。この式 (A-15) において、 $L^{-1}(T(s)/s)$  の係数は定数であるため、 $L(N(t)) \propto T(s)/s$  となる。ミラー 102 のトルクに対する応答特性を  $F(s)$  とした時、 $F(s) \propto 1/T(s)$  となるようにデジタルフィルタ 4 の周波数特性を設計すれば、ミラー角度応答はステップ状の変化を期待できる。

そこで、次に、デジタルフィルタ 4 の周波数特性  $T(s)$  を求める。前記の式 (A-1) に示した運動方程式をラプラス変換すると、次式 (A-16) のようになる。

【0059】

【数 18】

$$Is^2\theta(s) + cs\theta(s) + k\theta(s) = N(s) \quad \cdots(A-16)$$

【0060】

つまり、静電トルクのミラー回転角に対する伝達関数は、次式 (B-1) で表される (この

伝達関数を規格化したものを $G(s)$ とする)。

【0061】

【数19】

$$\frac{\theta(s)}{N(s)} = \frac{1}{Is^2 + cs + k} = \frac{1}{I} \cdot \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad \dots (B-1)$$

$$\left( \omega = \sqrt{\frac{k}{I}}, \zeta = \frac{c}{2\sqrt{Ik}} \right)$$

【0062】

角度応答をステップ( $\propto 1/s$ )に近づけるためには、トルク $N(s)$ がほぼ反対の特性、即ち、次式(B-2)で表される特性をもつようにすればよい。

【0063】

【数20】

$$N(s) = (s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2)/s \quad \dots (B-2)$$

【0064】

つまり、フィルタを用いてトルクの特性を理想的なものに近づけてやればよい。したがって、

【0065】

【数21】

$$s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2$$

【0066】

に最も近い特性をもつパッシブフィルタは、

【0067】

【数22】

$$\frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + \frac{\omega}{Q}s + \omega^2}$$

【0068】

なる特性 ( $=T(s)$ ) をもつノッチフィルタ (Band Elimination Filter: BEF) である (ただし、実際にはフィルタ4はデジタルフィルタのため、この伝達関数に双一次Z変換を施したものをを用いる)。

ここで、BEFおよびミラー102の利得周波数特性を図示すると、図4に示すようになる。なお、設定したパラメータは、 $\omega = 2\pi \times 1000$  (rad/s)、 $\zeta = 0.01$ 、 $Q = 0.3$ である (図4において、実線がミラーの利得周波数特性、点線がBEFの周波数特性をそれぞれ表す)。ただし、ミラー102の利得は $s=0$ において1になるよう規格化してある。

【0069】

以上により、本制御装置では、まず、角度入力部1により目標傾斜角が電圧演算部3に与えられ、電圧演算部3は、ミラー駆動特性メモリ2にアクセスして、駆動特性情報 (回転能率 $\alpha$ ) を読み込む。このとき、電圧演算部3の出力は、前記の式(A-12)で表される電圧となる。

そして、この電圧 (演算結果) は、デジタルフィルタ4においてミラー102の共振周波数が除去されたのち、平方根演算部5に入力されて平方根演算がデジタルにより施され、その演算結果がDAC6にてアナログ電圧に変換されて、スイッチ7経由で電極103又は104に印加される。このとき印加されるトルクはミラーの共振周波数成分を抑圧した波形となり、ティルトミラー102は2つの電極103、104を用いた場合についても速やかに目標傾斜角に傾斜する。

## 【0070】

なお、駆動電圧を平方根演算なしで単にカットオフ周波数  $f$  の低域通過フィルタ (LPF: Low Pass Filter) によりフィルタリングして、図3に実線8で示すような電圧  $V_d$  を電極103又は104に印加した場合、ミラー102に加わるトルクは点線9、12又は11に示すように歪むため、ミラー102の共振ゲインを打ち消しきれないなどの問題が生ずる。

## 【0071】

ただし、この図3では、駆動電圧、トルクは初期値と最終値がそれぞれ0と1になるように規格化してあり、点線9で示す規格化トルクは、電圧変化幅を  $\Delta V$  としたとき、駆動電圧を  $0 \rightarrow \Delta V$  と変化させた場合、点線12で示す規格化トルクは、駆動電圧を  $-\Delta V/2 \rightarrow +\Delta V/2$  と変化させた場合、点線11で示す規格化トルクは、駆動電圧を  $\Delta V \rightarrow 0$  と変化させた場合の波形をそれぞれ示している。

## 【0072】

以上のように、本実施形態によれば、ミラー102の角度応答の共振周波数成分を取り除いた電圧波形に、デジタル的に平方根演算処理を加えることで、ミラー回転角の制御電圧 (フィードフォワード制御) に対する非線形性を補償するので、高速で安定したミラー制御が可能である。しかも、この場合、フィルタ4及び平方根演算部5をデジタル化しているので、目標傾斜角、ミラー102の駆動特性情報等の各種パラメータの制御が容易であり、小型化・安定制御が可能である。

## 【0073】

このような制御方法を適用するのは、特に、MEMSミラーのように微小構造のミラーを多数制御対象とする場合には、前述したようにフィードバック制御を適用するのが困難なので、非常に有利となる。

## 【B】第2実施形態の説明

本実施形態では、第1実施形態よりもさらにミラー制御の高速化及び安定化を図ることを目標とする。即ち、上述した実施形態によるミラー制御でも、静電容量のミラー回転角 (傾斜角) に対する非線形性 [前記の式(1)の右辺における下記式 (C-1) の角度依存性] の影響を十分に補償できず、残留振動を抑制する効果が十分とはいえない。

## 【0074】

## 【数23】

$$\partial C / \partial \theta \quad \cdots (C-1)$$

## 【0075】

これは、第1実施形態 (又は従来技術) では、式 (A-10) で表される  $\alpha$  を定数とみなしていたため、例えば図5に示すように、ミラー回転角に対するミラー静電容量の角度微分値に、理想特性とのズレ (点線13及び実線14参照) が生じるためである。そこで、本実施形態では、かかるズレをできるだけ少なくして、より理想特性 (実線14参照) に近いモデルでミラー制御を行なえるようにする。なお、この図5において実線14で示す特性は、例えば図8に模式的に示すように、ミラー電極103、104の構造が櫛歯電極構造の場合の一例を示している。

## 【0076】

そのため、本実施形態のティルトミラーの制御装置は、その要部に着目すると、例えば図6に示すように、角度入力部1と、電圧演算部3及びデジタルフィルタ4をそなえて成る制御電圧演算部 (制御信号生成部) 10と、非線形性補償演算テーブル5A、ゲイン調整部5B及び駆動電圧利得メモリ5Cをそなえて成る駆動電圧演算部 (非線形性補償演算部) 20と、デジタル/アナログ変換器 (DAC: Digital to Analog Converter) 6、スイッチ7及び (櫛歯構造の) 電極 (以下、ミラー電極ともいう) 103、104をそなえて成る駆動電圧印加部 (ドライバ) 30とをそなえて構成されている。

## 【0077】

つまり、この図6に示す制御装置は、図1に示す制御装置に比して、平方根演算部5に

代えて、駆動電圧演算部 20 として非線形性補償演算テーブル 5 A、ゲイン調整部 5 B 及び駆動電圧利得メモリ 5 C をそなえた点が主に異なる。

なお、角度入力部 1、制御電圧演算部 10 における電圧演算部 3、デジタルフィルタ 4、駆動電圧印加部 30 における DAC 6、スイッチ 7 及びミラー電極 103、104 は、それぞれ、第 1 実施形態と同一もしくは同様のものである。

【0078】

そして、駆動電圧演算部 20 において、非線形性補償演算テーブル 5 A は、入力に対する出力の値を予め記憶し、実際の入力に対しその記憶した値を出力する演算を行なうものである。ここで、ミラー 102 は接地されているとし、ミラー電極間電位差と電極電圧は同義であるものとする。また、ティルトミラーのねじれバネ定数を  $k$  とし、回転能率  $\alpha$  ( $\theta$ ) を本実施形態においても、次式 (C-2) により定義する。

【0079】

【数 24】

$$\alpha = \frac{1}{k} \times \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \theta} \quad \cdots (C-2)$$

【0080】

このとき、ある傾斜角  $\theta$  を得るために必要な駆動電圧は、次式 (C-3) で表される。

【0081】

【数 25】

$$V_d = \sqrt{\frac{\theta}{\alpha(\theta)}} \quad \cdots (C-3)$$

【0082】

ここで、 $\theta$  の最大値を  $\theta_{\max}$  とする。制御電圧  $V_c$  が  $0 \sim V_{c\max}$  まで変化する場合、次式 (C-4) で表される電圧近似演算により駆動電圧  $V_d$  を変化させれば、静電容量のミラー傾斜角に対する非線形性が補償され、制御電圧  $V_c$  とミラー傾斜角 (駆動電圧  $V_d$ ) の関係はほぼ線形となる。

【0083】

【数 26】

$$V_d = \sqrt{\frac{\theta_{\max}}{V_{c\max}}} V_c / \alpha \left( \frac{\theta_{\max}}{V_{c\max}} V_c \right) \quad \cdots (C-4)$$

【0084】

したがって、非線形性補償演算テーブル 5 A は、この式 (C-4) で表される駆動電圧  $V_d$  の値がデジタルフィルタ 4 からの入力 (制御電圧  $V_c$ ) に対する出力として記憶する。なお、図 7 に、非線形性補償演算テーブル 5 A の入出力特性 (テーブル演算グラフ) の一例を示す。

また、ゲイン調整部 5 B は、上記非線形補償演算テーブル 5 A の出力のゲインを駆動電圧利得メモリ 5 C の出力によって調整するものである。ここで、ティルトミラーにおいては、一般的に静電容量を基にバネ定数  $k$  を制御するのが難しく、回転能率誤差の主要因となる。静電容量誤差がバネ定数誤差に比べて無視できるとき、基準となるバネ定数を定め、バネ定数を下記の式 (C-5) と表した場合、駆動電圧  $V_d$  は、下記の式 (C-6) で表される。

【0085】

【数 27】

$$k / \varepsilon^2 \quad (\varepsilon > 0) \quad \cdots (C-5)$$

【0086】

【数28】

$$V_d = \varepsilon \sqrt{\frac{\theta}{\alpha(\theta)}} \quad \dots (C-6)$$

【0087】

つまり、非線形補償演算テーブル5Aが1つ定まれば、同一構造の複数ミラーに対し、ゲイン調整部5Bによりゲインを調整することでほぼ同一の効果を得ることができる。

このため、駆動電圧メモリ5Cには、予め、ミラー角度測定手段（図示省略）により、同一構造のミラー102に対する上記式（C-6）における $\varepsilon$ （駆動電圧利得）をミラー102毎に測定・記憶しておく。これにより、複数ミラー102に対する制御を共通化することができ、非線形補償演算テーブル5Aに必要なメモリ容量を削減して、回路規模の小型化を図ることができる。

【0088】

なお、上記のミラー角度測定手段には、例えば、入力光ファイバからミラー102を介して出力光ファイバに入力（結合）される光量を測定することによりミラー102で偏向した光の角度を測定するような機構が適用できる。このような測定機構をそなえれば、その測定結果に応じて駆動電圧メモリ5Cの記憶内容（駆動電圧利得 $\varepsilon$ ）を修正することが可能となる。

【0089】

以下、上述のごとく構成された本実施形態の制御装置の動作について説明する。

まず、予め上述したミラー角度測定手段により駆動電圧利得 $\varepsilon$ をミラー102別に求めて駆動電圧利得メモリ5Cに格納しておく。そして、実際に角度制御を行なう場合は、角度入力部1によりミラー102の目標傾斜角を電圧演算部3に与える。電圧演算部3は、入力された目標傾斜角に応じた制御電圧値を生成する〔例えば、前記の式（A-12）参照〕。

【0090】

この電圧演算部3の出力はデジタルフィルタ4に入力され、デジタルフィルタ4は、第1実施形態と同様に、入力された制御電圧波形からミラー102の共振周波数成分を抑圧した結果を非線形補償演算テーブル5Aへ出力する。非線形補償演算テーブル5Aは、デジタルフィルタ4から入力された制御電圧 $V_c$ に対応する記憶内容（駆動電圧 $V_d$ ）を出力する〔式（C-4）参照〕。

【0091】

この駆動電圧 $V_d$ は、ゲイン調整部5Bにて駆動電圧利得メモリ5Cからの駆動電圧利得 $\varepsilon$ が乗算されることによりそのゲインが調整されたのち、DAC6に入力され、DAC6にてステップ状の電圧波形からアナログ電圧波形に変換されて、スイッチ7経由で電極103又は104に印加される。

以上により、ミラー102に印加されるトルクは制御電圧 $V_c$ と比例した形となり、ミラー102は2つの電極103、104を用いた場合についても速やかに目標傾斜角に傾斜する。このように、本実施形態では、静電引力で傾斜角が制御されるミラー102について、当該ミラー102の共振周波数成分を除去した電圧波形に、さらに、静電容量のミラー傾斜角に対する非線形性を補償するテーブル演算処理（電圧近似演算）を施すことで、擬似的にミラー102の線形制御が可能となり、ミラー102の残留振動を十分に抑制した、小規模で高速且つ安定な角度応答を実現するミラー制御が可能である。

【0092】

〔C〕第3実施形態の説明

前記の式（C-4）は、次式（D-1）で表すことができるので、次式（D-2）が成立する。

【0093】

【数 2 9】

$$\frac{\theta}{\alpha(\theta)} = \frac{\frac{\theta_{\max}}{V_{c\max}} V_c}{\alpha\left(\frac{\theta_{\max}}{V_{c\max}} V_c\right)} \cdots (D-1)$$

【0 0 9 4】

【数 3 0】

$$\theta = \frac{\theta_{\max}}{V_{c\max}} V_c \cdots (D-2)$$

【0 0 9 5】

つまり、 $\theta \propto V_c$ なる関係が成立する。この関係式は  $\theta < 0$  の場合についても容易に拡張可能であり、制御電圧  $V_c$  に対し線形な角度応答を得ることができることが分かる。ただし、上記例では、容量変化率の非線形性を「ミラー 1 0 2 が平衡状態」とであると仮定することで補償している〔前記の運動方程式 (A-2) 及び (A-3) において、前記の式 (A-4) 及び (A-5) の条件並びに  $\theta > 0$ 、 $V > 0$  としている〕ため、上記平衡状態が崩れるような電圧を印加した場合、換言すれば、ミラー角度の変化が追いつかないような速度で電圧を変化させた場合にはこの近似は成立しない。

【0 0 9 6】

このことは静電トルクの歪みを引き起こし、共振発生の原因となる。特に、高速なステップ駆動を行なう際には短いパルス状の電圧を最初に与える必要があり、条件によっては顕著なトルク歪みを引き起こすことがある。実際に上述した演算装置を用いた場合、条件によっては大きな共振抑制効果を得られるが、条件によっては十分な効果を得ることができない。例えば図 2 において、ミラー 1 0 2 が一方の電極 1 0 3 又は 1 0 4 に近い状態から他方の電極 1 0 4 又は 1 0 3 に電圧を印加して逆方向に大きくミラー角度  $\theta$  を制御するような場合である。このような効果が十分でない時のトルク波形と理想波形をシミュレーションし、比較すると、例えば図 9 に示すようになる。

【0 0 9 7】

この図 9 から分かるように、トルク波形が歪む（図 9 では、初期パルスが理想的な大きさに対して不足する）事態が生じている。この理由としては、過渡応答中においては平衡状態の  $V$ - $\theta$  特性が必ずしも成立しないため、前述の近似（静特性近似）が成立しないからであると考えられる。即ち、図 1 0 に示すように、時間領域 4 1 では静特性近似とのズレは小さく、時間領域 4 2 では静特性近似がほぼ成立するのに対し、初期の時間領域 4 0 では静特性近似が成立せず、その結果、この時間領域 4 0 に波形歪みが集中することになる。なお、図 1 0 において、縦軸は初期角度と到達角度（初期電圧と到達電圧）で規格化されており、点線はミラー角度、実線は駆動トルクの変化をそれぞれ表している。

【0 0 9 8】

これを解決するには、ある時点におけるミラー角度  $\theta$  を逐次予測し、制御電圧を変化させることで容量変化率の変化を補償することが必要だが、回路としての実現は複雑すぎて現実的ではない。しかし、制御トルクがデジタルフィルタ（BEF: Band Elimination Filter）4 を通過した波形である場合は、上述したようにトルク歪みが最初の電圧立上り部分に集中するため、この電圧パルスの大きさのみを補償してやることで、過渡応答中の波形歪みを大幅に改善することができる。

【0 0 9 9】

そこで、本実施形態では、ティルトミラー 1 0 2 の制御装置を、例えば図 1 1 に示すように構成する。即ち、駆動電圧演算部 2 0 に、前述した非線形性演算テーブル 5 A、ゲイン調整部 5 B 及び駆動電圧利得メモリ 5 C に加えて、初期パルス補償値演算部 5 D 及びゲイン調整部 5 E をそなえて構成する。なお、他の構成要素（既述の符号と同一符号を付し

たもの)は、いずれも特に断らない限り、既述のものと同一もしくは同様のものである。

#### 【0100】

ここで、上記の初期パルス補償値演算部5Dは、電圧演算部3及びデジタルフィルタ4と接続され、電圧演算部3からの開始角度(電圧演算部3で得られる現在の制御電圧値)に応じた補償値を、デジタルフィルタ4から供給される、制御開始時点からのタイムシーケンス(ビットカウンタ値)(予め設定されたタイムシーケンス)の間(例えば、1～数ビット時間分)だけ出力するもので、例えば図12に示すような補償値演算テーブル50を有している。

#### 【0101】

この補償値演算テーブル50は、開始角度(制御電圧)と比例関係(図5に示す特性14と略逆特性の関係)にある補償値を有しており、実際に適用する際は、 $-1^{\circ} \rightarrow 4^{\circ}$ 、 $-0.5^{\circ} \rightarrow -1^{\circ}$ など、ミラー102の傾斜方向に対し反対側の電極103又は104を使用してミラー102の傾斜を引き戻す際に、このテーブル50を使用してトルク不足の補償を行なうようになっている。なお、 $1^{\circ} \rightarrow -4^{\circ}$ など、上記とは逆方向にミラー102を動かす場合は、開始角度の±を反転した値を用いることになる。

#### 【0102】

ゲイン調整部5Eは、この補償値と非線形性補償演算テーブル5Aの出力とを乗算することにより、図9及び図10により上述したように制御電圧の初期の時間領域(冒頭部分)40のパルス(初期パルス)に生じる波形歪みを補償するものである。

つまり、これらの初期パルス補償値演算部5D及びゲイン調整部5Eは、制御電圧演算部(制御信号生成部)10により得られた制御信号の冒頭部分のパルス波形を制御(増幅又は減衰)して当該冒頭部分のパルス波形の歪みを補償するパルス波形補償部としての機能を果たすものである。

#### 【0103】

なお、本実施形態においても、駆動電圧利得メモリ5Cには、予め求めておいた駆動電圧利得 $\epsilon$ を格納しておく。即ち、同一構造のミラー102に対する前記の式(C-6)における $\epsilon$ をミラー102毎に測定・記憶しておく。これにより、非線形補償演算テーブル5Aが1つ定まれば、同一構造の複数ミラーに対し、ゲイン調整部5Bによりゲインを調整することで対応できるので、非線形性補償演算テーブル5Aに必要なメモリ容量を削減して、回路規模の小型化を図ることができる。もっとも、かかる対応が必要ない場合は、これらのゲイン調整部5B及び駆動電圧利得メモリ5Cは不要になる。また、静電容量変化率は、予め計算で求められており、開始角度に応じた補正量に対応テーブル等として初期パルス補償値演算部5Dに格納されているものとする。

#### 【0104】

上述のごとく構成された本実施形態の制御装置では、角度入力部1から電圧演算部3に対して目標角度が与えられる。電圧演算部3は、入力された目標傾斜角に応じた制御電圧値を生成する[例えば、前記の式(A-12)参照]。この制御電圧値はデジタルフィルタ4に入力され、デジタルフィルタ[帯域阻止フィルタ(ノッチフィルタ)]4は、第1及び第2実施形態と同様に、入力制御電圧波形からミラー102の共振周波数成分を抑圧した結果[制御電圧 $V_c$ (ステップ信号)]を非線形性補償演算テーブル5Aへ出力する。非線形性補償演算テーブル5Aは、デジタルフィルタ4から入力された制御電圧 $V_c$ に対応する記憶内容(駆動電圧 $V_d$ )を出力する[式(C-4)参照]。

#### 【0105】

一方、このとき、デジタルフィルタ4は、初期パルス補償値演算部5Dに、制御開始時点からのタイムシーケンスを与えており、初期パルス補償値演算部5Dは予め設定されたタイムシーケンスの間だけ、前記補償値演算テーブル50に基づいて開始角度に応じた補償値(増幅又は減衰量)をゲイン調整部5Eに出力して非線形性補償演算テーブル5Aの出力に乗算する。

#### 【0106】

これにより、制御電圧(ステップ信号)の初期パルスが波形制御(増幅又は減衰)され

てその波形歪みが補償される。補償後の制御電圧は第2実施形態と同様に、ゲイン調整部5Bにて駆動電圧利得メモリ5Cからの駆動電圧利得 $\epsilon$ が乗算されることによりそのゲインが調整されたのち、DAC6に入力され、DAC6にてステップ状の電圧波形からアナログ電圧波形に変換されて、スイッチ7経由で電極103又は104に印加される。これにより、電極103又は104に印加されるトルクは制御電圧と比例した形となり、ミラー102は制御開始直後から安定して速やかに所定の傾斜角に変化する。

#### 【0107】

なお、上述した例では、非線形性補償演算テーブル5Aの出力を初期パルス補償値演算部5Dで求められる補償値によって補正するようになっているが、例えば、初期パルス補償値演算部5Dが、前記所定時間だけデジタルフィルタ4の出力を受けて初期パルスの補償を行なってゲイン調整部5Bへ出力し、前記所定時間経過後は非線形性補償演算テーブル5Bがデジタルフィルタ4の出力を受けて以降の制御電圧パルスの補償を行なうようにすることもできる。

#### 【0108】

そして、本発明は、上述した各実施形態に限定されず、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施できることはいうまでもない。

#### 〔D〕付記

(付記1) ティルトミラーの傾斜角を制御する制御装置であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、

該制御信号生成部により生成された制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタと、

該デジタルフィルタにより該共振周波数成分を除去した該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償する平方根演算部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

#### 【0109】

(付記2) 該制御信号生成部が、

該パラメータとして該目標傾斜角と該ティルトミラーの駆動特性情報とを入力するパラメータ入力部と、

該パラメータ入力部により入力された該目標傾斜角と該駆動特性情報とに基づいて該制御信号を演算により求める演算部とをそなえて構成されたことを特徴とする、付記1記載のティルトミラーの制御装置。

#### 【0110】

(付記3) 該ティルトミラーについて複数の電極が配置されるとともに、

該制御信号の値によって当該制御信号を与える電極を切り替える切り替えスイッチが設けられたことを特徴とする、付記1又は2に記載のティルトミラーの制御装置。

(付記4) 該ティルトミラーが、MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) によるミラーであることを特徴とする、付記1～3のいずれか1項に記載のティルトミラーの制御装置。

#### 【0111】

(付記5) ティルトミラーの傾斜角を制御する制御方法であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、

該制御信号から該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分をデジタルフィルタにより除去した後、

該制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって該制御信号の非線形性を補償することを特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

#### 【0112】

(付記6) 静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する

制御装置であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、

該制御信号生成部により得られた該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成する非線形性補償演算部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

#### 【0113】

(付記7) 該非線形性補償演算部が、

該制御信号の電圧値を $V_c$ 、当該電圧値の最大値を $V_{cmax}$ 、該駆動信号の電圧値を $V_d$ 、該傾斜角の最大値を $\theta_{max}$ としたときに、該制御信号の電圧値 $V_c$ に対して、次式(C-4)で表される電圧近似演算による演算結果を該駆動信号の電圧値 $V_d$ として記憶しておき、入力電圧値 $V_c$ に対して該電圧値 $V_d$ を出力する非線形性補償演算テーブルをそなえたことを特徴とする、付記6記載のティルトミラーの制御装置。

#### 【0114】

【数31】

$$V_d = \sqrt{\frac{\theta_{max}}{V_{cmax}} V_c / \alpha \left( \frac{\theta_{max}}{V_{cmax}} V_c \right)} \quad \dots (C-4)$$

#### 【0115】

(付記8) 該非線形性補償演算部が、

同一構造を有する複数の該ティルトミラーの個々のバネ定数誤差を補償するゲイン情報を該ティルトミラー別に記憶するゲイン情報記憶部と、

該非線形性補償演算テーブルの出力ゲインを該ゲイン情報記憶部の該ゲイン情報に従って調整するゲイン調整部とをさらにそなえて構成されたことを特徴とする、付記7記載のティルトミラーの制御装置。

#### 【0116】

(付記9) 該制御信号生成部が、

該制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタをそなえたことを特徴とする、付記6～8のいずれか1項に記載のティルトミラーの制御装置。

(付記10) 該ティルトミラーが、MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) によるミラーであることを特徴とする、付記6～9のいずれか1項に記載のティルトミラーの制御装置。

#### 【0117】

(付記11) 該MEMSによるミラーが、該駆動信号を受ける電極構造として、櫛歯型の電極構造を有していることを特徴とする、付記10記載のティルトミラーの制御装置。

(付記12) 静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御方法であって、

該ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいて該ティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角に制御するための制御信号を生成し、

該制御信号について、該ティルトミラーの静電容量に対する該傾斜角の非線形性を電圧近似演算により補償して該ティルトミラーの駆動信号を生成することを特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

#### 【0118】

(付記13)

静電引力により傾斜角が制御されるティルトミラーの該傾斜角を制御する制御装置であって、

該ティルトミラーの傾斜角を制御するための制御信号を生成する制御信号生成部と、

該制御信号生成部により得られた該制御信号の冒頭部分のパルス波形を制御して補償するパルス波形補償部とをそなえたことを特徴とする、ティルトミラーの制御装置。

【0119】

(付記14)

該制御信号生成部と該冒頭パルス波形補償部との間に、該制御信号から該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去してステップ信号を出力する帯域阻止フィルタが設けられるとともに、

該冒頭パルス波形補償部が、該ステップ信号の該冒頭部分のパルス波形のみを制御するように構成されたことを特徴とする、付記13記載のティルトミラーの制御装置。

【0120】

(付記15)

該帯域阻止フィルタが、デジタルフィルタにより構成されたことを特徴とする、付記14記載のティルトミラーの制御装置。

(付記16)

該ティルトミラーが、MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) によるミラーであることを特徴とする、付記13～15のいずれか1項に記載のティルトミラーの制御装置。

【0121】

(付記17)

ティルトミラーの傾斜角を制御する制御方法であって、  
該ティルトミラーの傾斜角を制御するための制御信号を生成し、  
該制御信号の冒頭部分のパルス波形を制御して補償することを特徴とする、ティルトミラーの制御方法。

【図面の簡単な説明】

【0122】

【図1】本発明の第1実施形態としてのティルトミラーの制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】第1実施形態に係るティルトミラーの動作原理を説明するための模式図である。

【図3】第1実施形態において平方根演算処理を用いない場合の規格化駆動電圧と規格化トルクとを示す図である。

【図4】第1実施形態に係るティルトミラー及びデジタルフィルタの利得周波数特性を示す図である。

【図5】本発明の第2実施形態に係るミラー静電容量の角度微分値とミラー回転角との関係を示す図である。

【図6】本発明の第2実施形態としてのティルトミラーの制御装置の構成を示すブロック図である。

【図7】図6に示す非線形性補償演算テーブルの入力電圧（制御電圧）に対する出力電圧（駆動電圧）の関係（テーブル演算グラフ）を示す図である。

【図8】第2実施形態に係るティルトミラーの電極構造（櫛歯電極構造）を示す模式的斜視図である。

【図9】本発明の第3実施形態に係るミラー駆動トルク（理想値と計算値）を比較して説明するための図である。

【図10】第3実施形態に係るミラー角度と駆動トルクの時間変化を説明するための図である。

【図11】第3実施形態のティルトミラーの制御装置の構成を示すブロック図である。

【図12】図11に示す初期パルス補償値演算部における補償値演算テーブルの一例を示す図である。

【図13】従来の光ティルトミラーとしての静電駆動型ティルトミラーの構成を示す

模式的斜視図である。

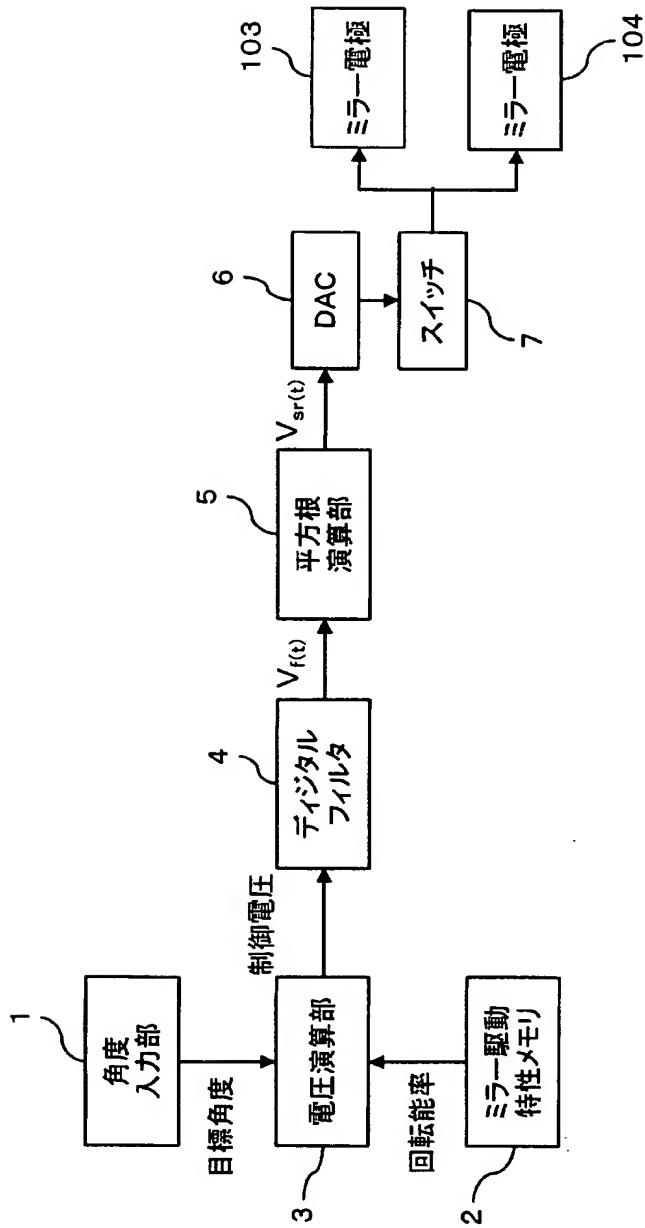
【図 1 4】従来の平方根演算装置の構成を示す回路図である。

【符号の説明】

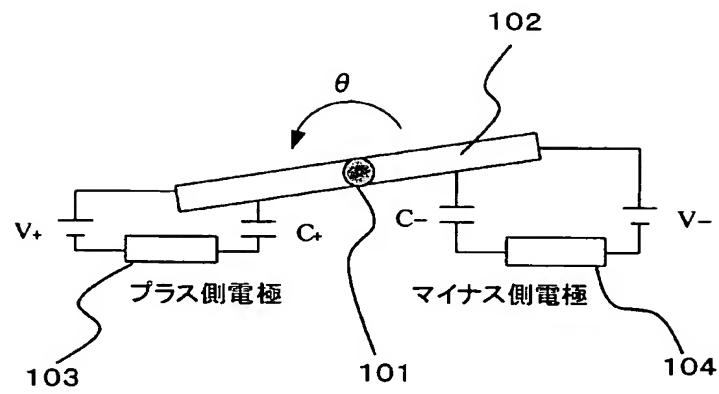
【 0 1 2 3 】

- 1 角度入力部 (パラメータ入力部)
- 2 ミラー駆動特性メモリ (パラメータ入力部)
- 3 電圧演算部
- 4 デジタルフィルタ
- 5 平方根演算部
- 5 A 非線形性補償演算テーブル
- 5 B, 5 E ゲイン調整部
- 5 D 初期パルス補償値演算部
- 5 C 駆動電圧利得メモリ (ゲイン情報記憶部)
- 6 デジタル／アナログ変換器 (D A C)
- 7 スイッチ
- 1 0 制御電圧演算部
- 2 0 駆動電圧演算部
- 3 0 駆動電圧印加部 (ドライバ)
- 5 0 補償値演算テーブル
- 1 0 1 トーションバー
- 1 0 2 ティルトミラー
- 1 0 3, 1 0 4 電極

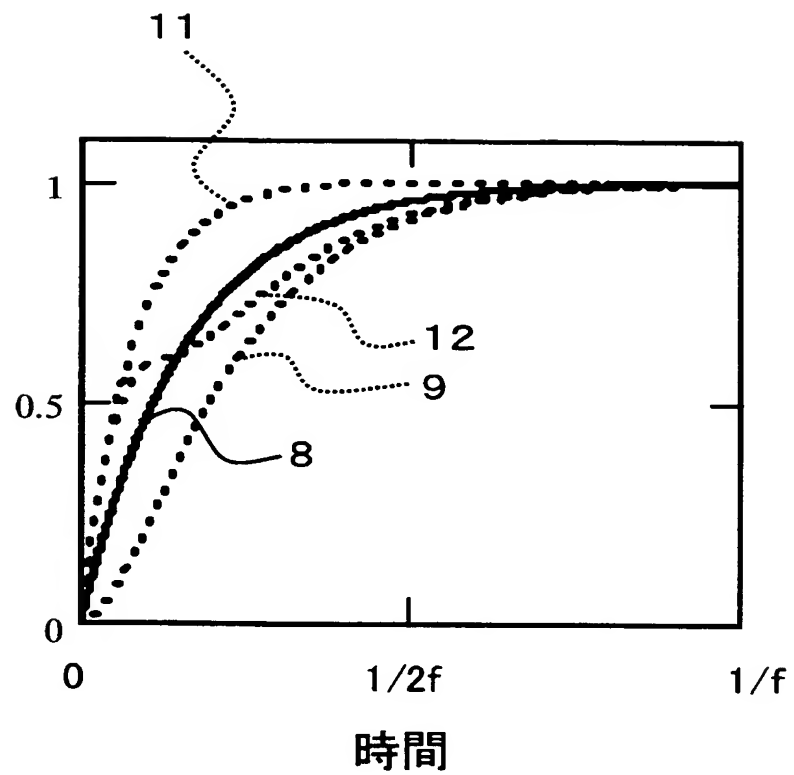
【書類名】 図面  
【図 1】



【図 2】

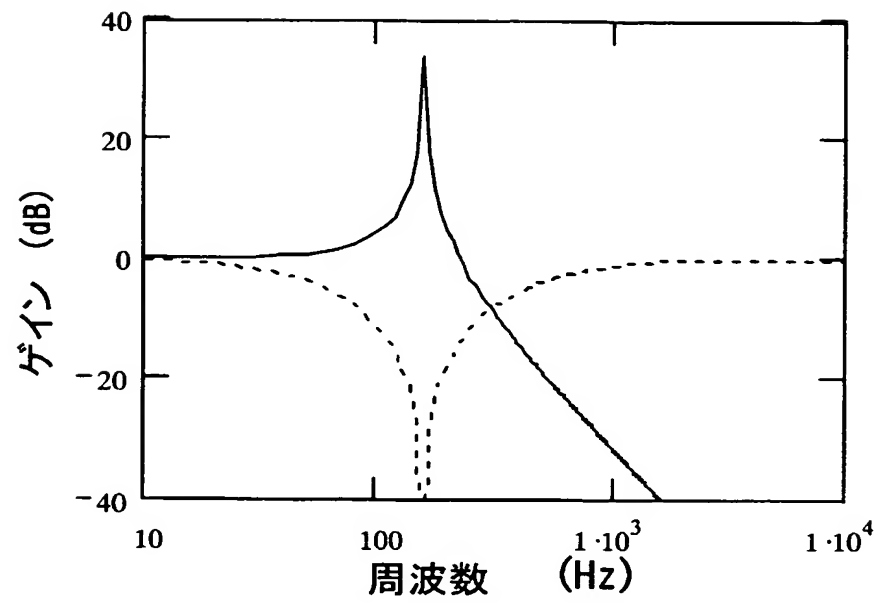


【図 3】



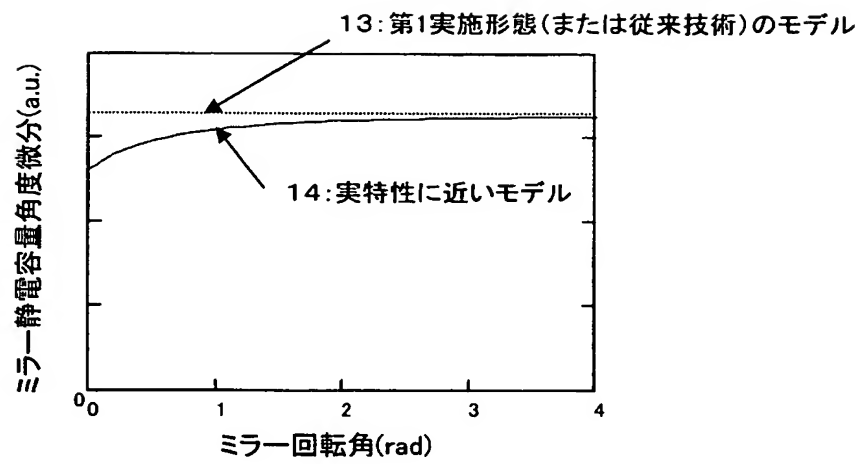
規格化駆動電圧(実線)・規格化トルク(点線)

【図 4】

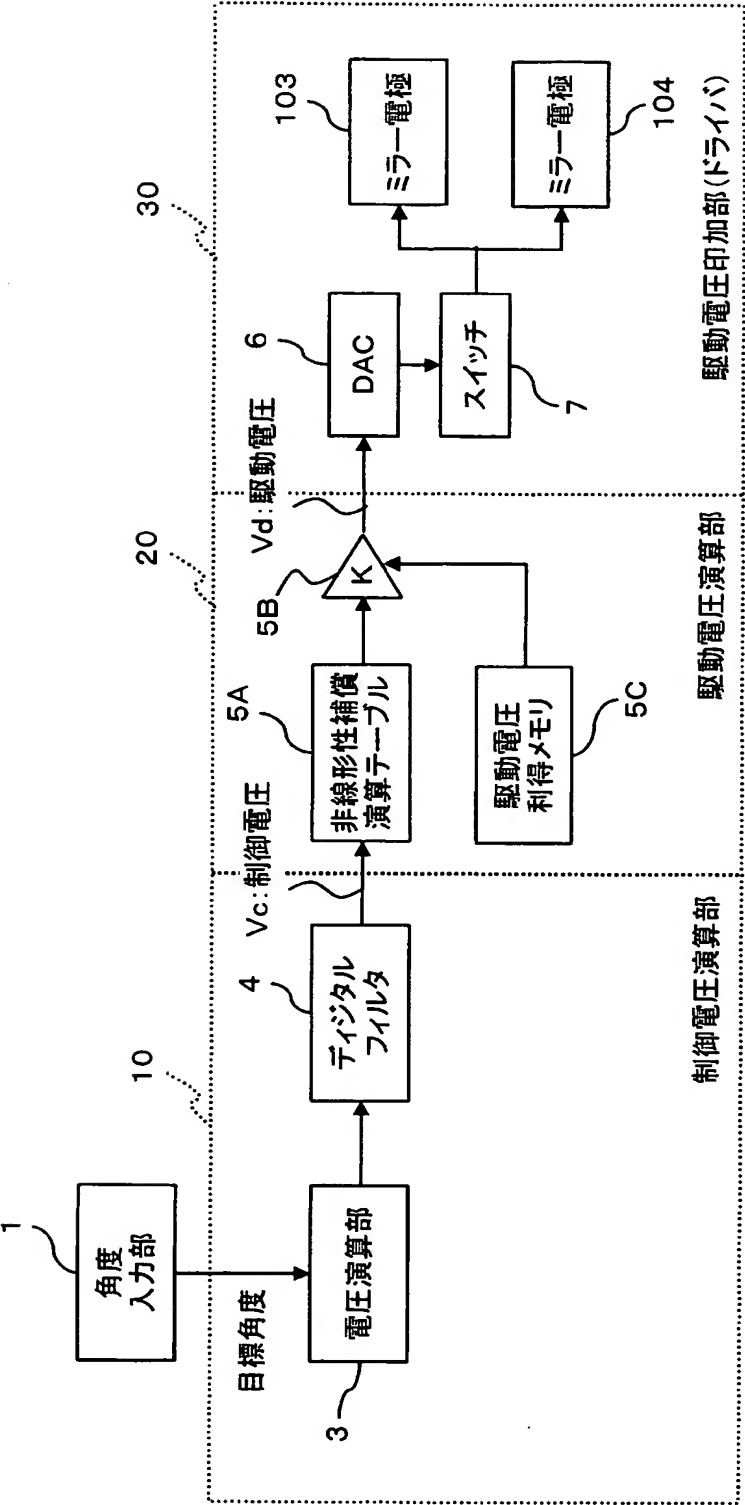


利得周波数特性(実線:ミラー,点線:フィルタ)

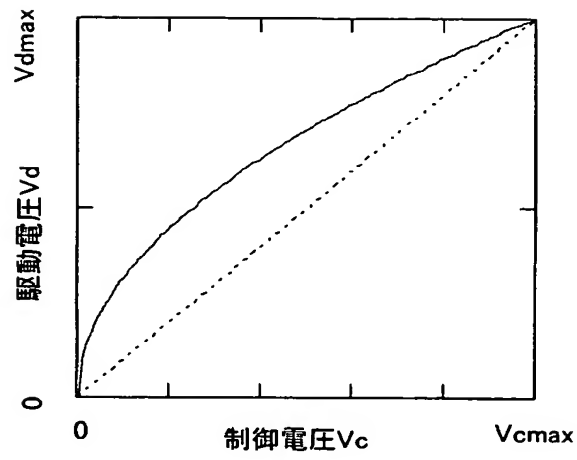
【図 5】



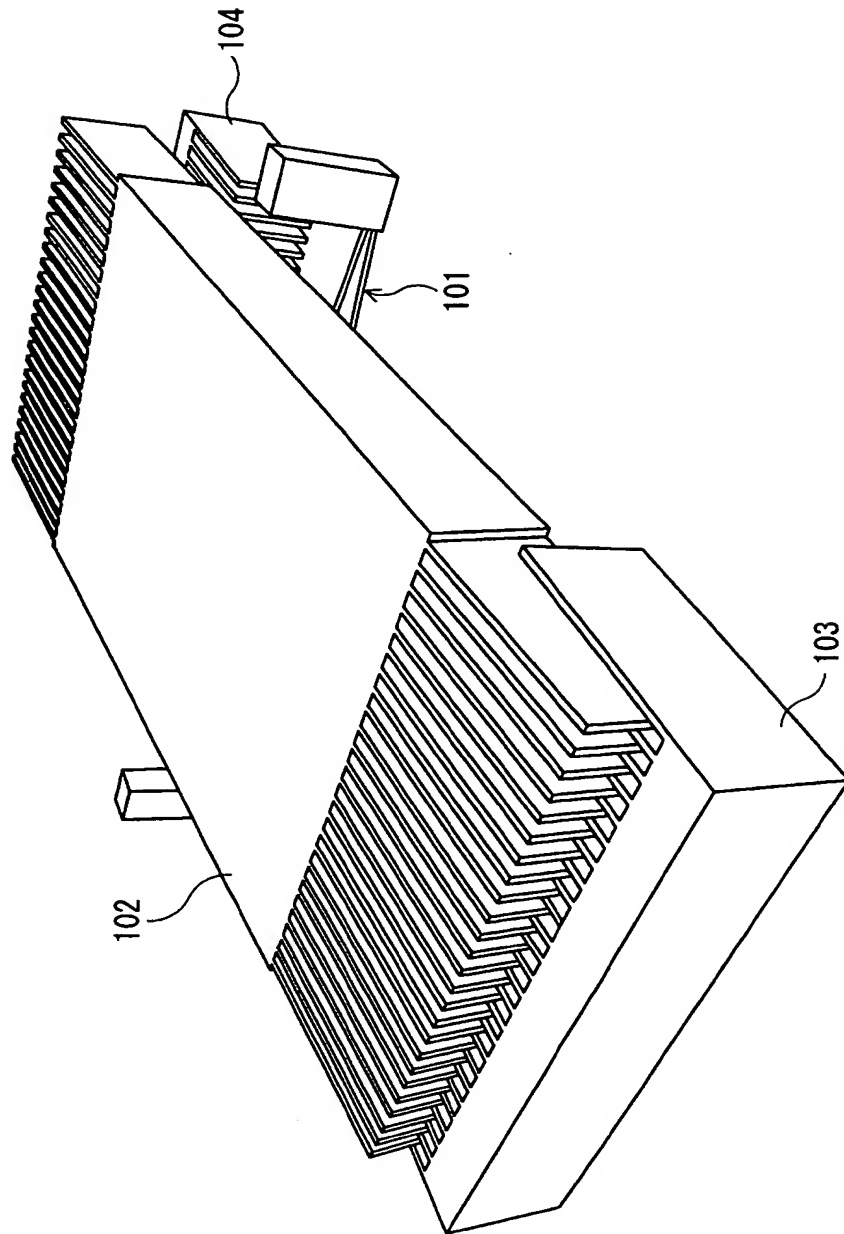
【図 6】



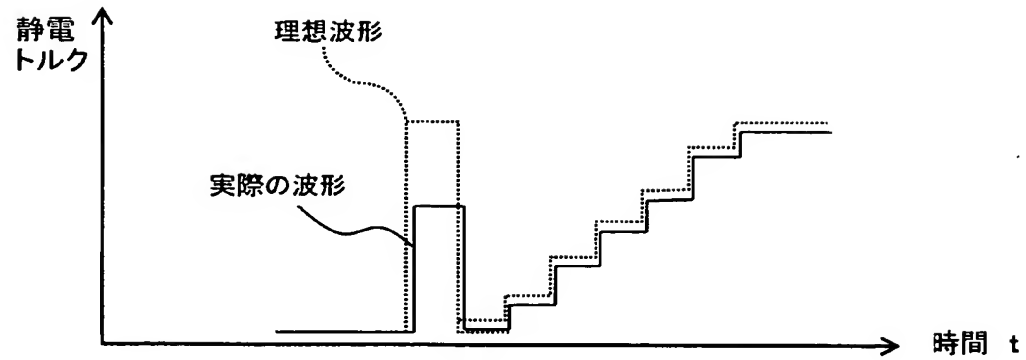
【図 7】



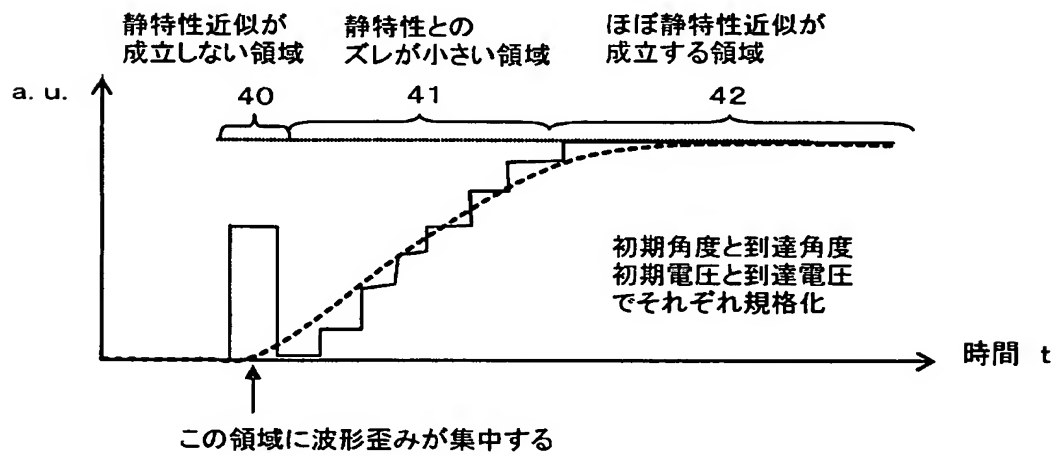
【図 8】



【図 9】

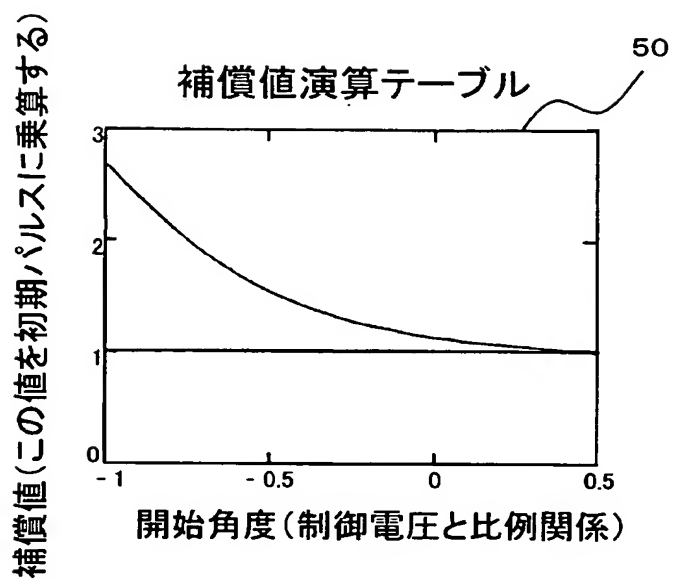


【図 10】

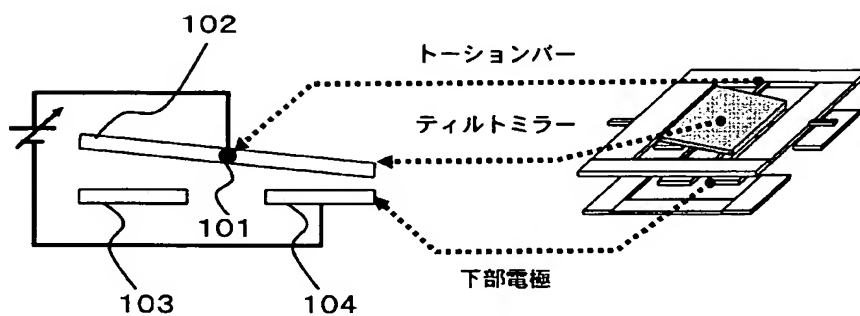




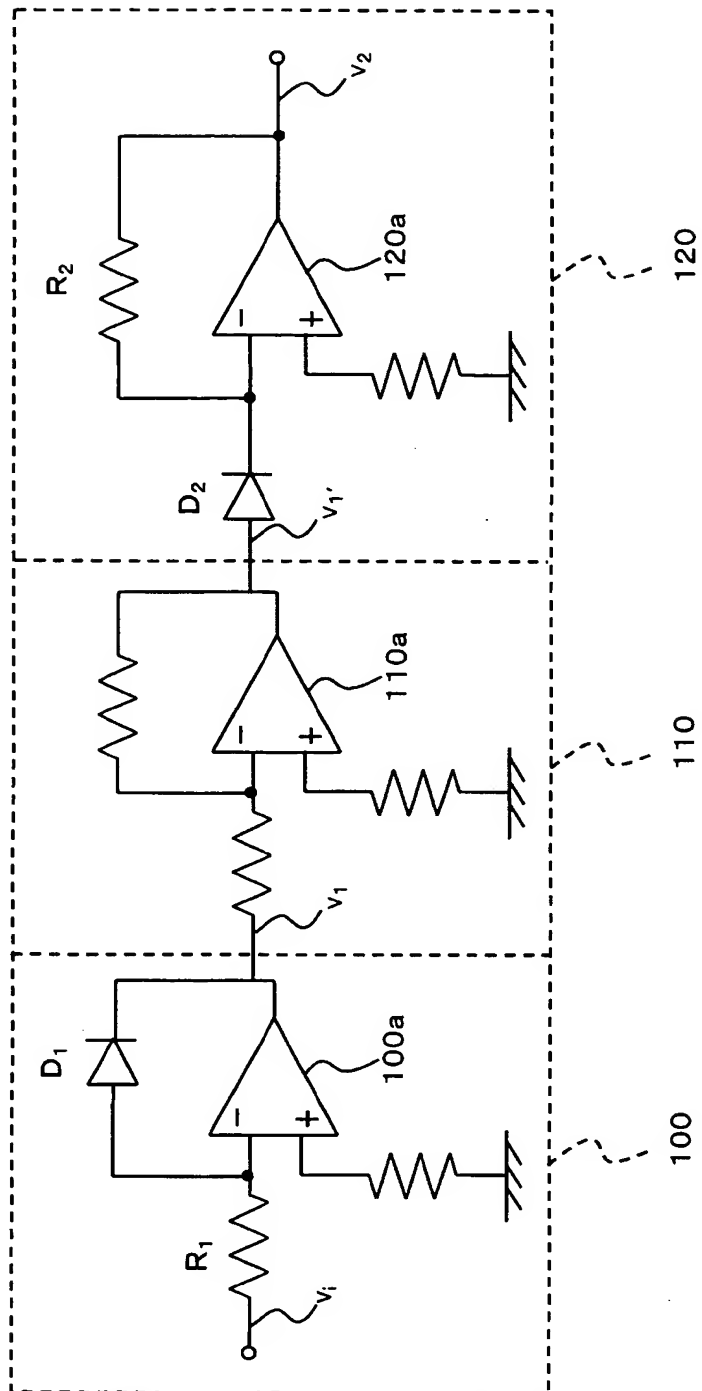
【図 12】



【図 13】



【図 14】



**【書類名】 要約書****【要約】**

**【課題】** ティルトミラーの傾斜角制御を、非線形性を補償しながら高速且つ高安定に行なえるようにする。

**【解決手段】** ティルトミラーの目標傾斜角を決定するパラメータに基づいてティルトミラーの傾斜角を該目標傾斜角にフィードフォワード制御するための制御信号を生成する制御信号生成部 1, 2, 3 と、この制御信号生成部 1, 2, 3 により生成された制御信号に現われる該ティルトミラーの角度応答の共振周波数成分を除去するデジタルフィルタ 4 と、このデジタルフィルタにより共振周波数成分を除去した制御信号について平方根演算をデジタルにより行なって制御信号の非線形性を補償する平方根演算部 5 とをそなえるように構成する。

**【選択図】** 図 1

特願 2 0 0 4 - 0 4 6 7 4 4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 5 2 2 3 ]

1. 変更年月日 1 9 9 6 年 3 月 2 6 日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号  
氏 名 富士通株式会社